

First Hit

L9: Entry 51 of 65

File: JPAB

Mar 5, 1988

PUB-NO: JP363052079A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 63052079 A

TITLE: HEIGHT MEASURING RADAR DEVICE BY PULSE SEARCHING

PUBN-DATE: March 5, 1988

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

KAWAGUCHI, YOSHIHIRO

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

MITSUBISHI ELECTRIC CORP

APPL-NO: JP61197580

APPL-DATE: August 22, 1986

US-CL-CURRENT: 342/123

INT-CL (IPC): G01S 13/44; G01S 7/28

ABSTRACT:

PURPOSE: To easily measure monopulse error voltage characteristics by finding error voltage characteristics from measured sun noise and the elevation of the sun calculated previously by celestial calculation with high accuracy.

CONSTITUTION: A timing pulse generator 20 and a changeover switch 22 are added to the radar device consisting of a hybrid 13 which inputs the output signals of two antennas 11 and 12 and outputs the sum signal and difference signal, Σ and Δ amplitude quantizing circuits 17 and 18 which quantize those signals, a video forming circuit 21, an elevation computer 19 which calculates the elevation of a target, etc. Then a switch 22 is connected to the side of the circuit 21 in normal radar operation and operates corresponding to the received pulse signal of the radar. Further, when an error voltage due to sun noises is measured, the switch 22 is connected to the side of the generator 20 and the sun noises arriving while the antennas 11 and 12 are directed to the sun are received continuously to measure respective amplitudes and signs of the sum and difference of the sun noises only within the time when timing pulses from the generator 20 are present, thereby calculating the elevation by the computer 19.

COPYRIGHT: (C)1988, JPO&Japio

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭63-52079

⑬ Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和63年(1988)3月5日

G 01 S 13/44
7/28

7105-5J
7105-5J

審査請求 未請求 発明の数 1 (全 9頁)

⑮ 発明の名称 パルス搜索測高レーダ装置

⑯ 特 願 昭61-197580

⑰ 出 願 昭61(1986)8月22日

⑱ 発 明 者 川 口 義 弘 兵庫県尼崎市塚口本町8丁目1番1号 三菱電機株式会社
通信機製作所内

⑲ 出 願 人 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号

⑳ 代 理 人 弁理士 大岩 増雄 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

パルス搜索測高レーダ装置

2. 特許請求の範囲

2系列のアンテナからの出力信号を入力して和信号と差信号をを出力する差ノ和演算手段と、前記和信号と差信号を入力しこれらの信号を量子化する量子化手段と、前記和信号と差信号の量子化手段からの出力を制御するビデオパルス信号を出力するビデオ成形回路と、前記和信号と差信号とにより測高誤差電圧を出力する演算手段とを有するパルス搜索測高レーダ装置において、航空機目標と同様のヒット・パターンの形状を持つタイミング・パルスが発生するタイミング・パルス発生器と、前記タイミング・パルスとビデオパルス信号とを切り替える切替スイッチと、前記タイミング・パルスで白色雑音をヒット・パターン形に抽出すると共に抽出したデータを適宜時間蓄積して平均演算することにより受信機雑音を除去して信号対雑音比を改善する仰角計算機とを備え、太陽

雑音を受信して得られる白色雑音状の和信号と差信号を処理可能にして、太陽の仰角変化に対応した装置自体の誤差電圧特性の測定を可能ならしめたことを特徴とするパルス搜索測高レーダ装置。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、モノパルス方式を採用したパルス搜索測高レーダ装置のモノパルス測高誤差電圧特性を太陽雑音により測定することを可能ならしめるパルス搜索測高レーダ装置に関するものである。

(従来の技術)

従来のモノパルス方式を採用したパルス搜索測高レーダ装置においては、モノパルス測高誤差電圧を測定するための容易な方法はなかった。従来の装置を第8図に示す。第8図において、1は信号発生器、2は送信ホーン、3はモノパルスアンテナ、4は測定器、5はアンテナ回転台である。モノパルスアンテナ3単体の測定であれば、モノパルスアンテナ3を測定用アンテナ回転台5の上に載せ、垂直方向に動かし、送信ホーン2からの

到来電波をモノパルスアンテナ3で受け、その和出力と差出力とを測定器4で測定することが可能であった。

アンテナ回転台5を垂直面内で動かした時、モノパルスアンテナ3の出力としては、第9図(a)に示すように、和パターン(以下「 Σ パターン」という)6aと差パターン(以下「 Δ パターン」という)6bが得られる。これを Σ 、 Δ 信号間の位相差による符号も入れて測定器4で信号処理すると、第9図(b)に示すような誤差電圧特性が得られる。なお、第9図(b)に示す θ_0 は誤差判定範囲であり、第9図(b)に示す ϕ_0 は目標に正対した時の中心仰角である。

しかしながら、実際のレーダ・アンテナは、第10図に示すように、地面又はベデスタル上に設置されており、第8図のように垂直面内で動かすことは極めて困難であり、實際上不可能に近い。従って、モノパルス測高の誤差電圧特性を測定することは、アンテナをレーダ装置として組み立てた後には極めて困難であった。なお、第10図に

おいて、7は反射鏡、8はモノパルス一次放射器、9は支持台、10は地面又はベデスタル等の基礎部である。

(発明が解決しようとする問題点)

しかるに、モノパルス測高レーダ装置における誤差電圧特性は、第9図(b)に示すように、 Δ/Σ の値と仰角が一意的関係にあり、測高精度を左右する重要な特性である。このように、誤差電圧特性をレーダ装置として測定確認する必要性は極めて高いにも関わらず、前述のような実面的な困難性から実施することはできなかった。

本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、モノパルス誤差電圧特性を容易に測定することができるパルス搜索測高レーダ装置を得ることにある。

(問題点を解決するための手段)

このような目的を達成するために本発明は、2系列のアンテナからの出力信号を入力して和信号と差信号を出力する差/和演算手段と、和信号と差信号を入力しこれらの信号を量子化する量子

化手段と、和信号と差信号の量子化手段からの出力を制御するビデオ成形回路と、和信号と差信号とにより測高誤差電圧を出力する演算手段を有するパルス搜索測高レーダ装置において、航空機目標と同様のヒット・パターンの形状を持つタイミング・パルスが発生するタイミング・パルス発生器と、タイミング・パルスとビデオパルス信号とを切り替える切替スイッチと、タイミング・パルスで白色雑音をヒット・パターン形に抽出すると共に抽出したデータを適宜時間蓄積して平均演算することにより受信機雑音を除去して信号対雑音比を改善する仰角計算機とを設けるようにしたものである。

(作用)

本発明においては、太陽雑音の測定と天測計算により予め高精度で計算された太陽の仰角とにより誤差電圧特性を求める。

(実施例)

太陽の仰角は天測計算により予め高精度で計算でき、しかもその仰角が日昇、日没時に広い範囲

で変化する。また太陽は太陽雑音を送出する。本発明はこのことを利用するものである。

本発明に係わるパルス搜索測高レーダ装置の信号処理系の一実施例を第1図に示す。第1図において、11、12はモノパルスアンテナ、13は Σ 信号と Δ 信号を出力する差/和演算手段としてのハイブリッド、14、15は受信機、16は符号判定回路、17は Σ 振幅量子化回路、18は Δ 振幅量子化回路、19は Σ および Δ 信号から目標の仰角を算出する演算手段としての仰角計算機である。仰角計算機19の中に、タイミング・パルスで白色雑音をヒット・パターン形に抽出すると共に、抽出したデータを適宜時間蓄積して平均演算することにより、受信機雑音を除去して信号対雑音比を改善するためのプログラムが収納されている。

20は太陽雑音を受信して得られる白色雑音状の和信号と差信号を処理可能にするために航空機目標と同様のヒット・パターンの形状を持つタイミング・パルスが発生するタイミング・パルス発

生器、21はビデオ成形回路、22はタイミング・パルス発生器20からのタイミング・パルスとビデオ成形回路21からのビデオパルス信号とを切り替えるための切替スイッチである。

以上のモノパルスアンテナ11～切替スイッチ22で構成されるパルス搜索測高レーダ装置の信号処理系のうち従来と異なるところは、仰角計算機19のプログラム、タイミング・パルス発生器20および切替スイッチ22である。パルス搜索測高レーダ装置の信号処理系以外の部分は、説明上必要がないので省略した。

次に本装置の動作について説明する。レーダの受信波はパルスであるから、Σ信号出力側の受信機14の中間周波出力はビデオ成形回路21に入力されて検波され、立上り、立下りの成形されたビデオパルス信号出力が得られる。このビデオパルス信号出力は、切替スイッチ22がビデオ成形回路21側に接続されている時には、符号判定回路16、Σ振幅量子化回路17、Δ振幅量子化回路18に入力される。これらの回路は、ビデオ成

形回路21からのビデオパルス信号が存在している時間のみ作動する。従って、通常のレーダ動作時には切替スイッチ21はビデオ成形回路21側に接続されていて、レーダの受信パルス信号に対応して動作し、レーダ目標の和、差の各振幅および符号を測定し、仰角計算機19により仰角を算出する。

太陽雑音による誤差電圧測定時には、切替スイッチ22はタイミング・パルス発生器20側に接続され、モノパルスアンテナ11、12が太陽方向に指向されている間に到来する太陽雑音を連続的に受信しているので、タイミング・パルス発生器20からのタイミング・パルスが存在する時間内のみの太陽雑音の和、差の各振幅および符号を測定し、仰角計算機19により仰角を計算する。

次に、モノパルス方式によるレーダの測角原理を説明する。モノパルスアンテナ11および12の出力は、高周波のままハイブリッド13に入力される。ハイブリッド13の出力として、和(Σ)出力と差(Δ)出力とが得られる。モノパルスア

ンテナ11の出力を e_A 、モノパルスアンテナ12の出力を e_B とすると、Σパターンは、

$$s = s_A + e_B \cdots (1)$$

で表わされ、Δパターンは、

$$\delta = e_A - e_B \cdots (2)$$

で表わされる。ここに、

$$e_A = K \cdot P_A(\theta) \cdot \cos \omega t \cdots (3)$$

$$e_B = K \cdot P_B(\theta) \cdot \cos \omega t \cdots (4)$$

である。ただし、 θ は仰角、 $P_A(\theta)$ はモノパルスアンテナ11の放射パターン、 $P_B(\theta)$ はモノパルスアンテナ12の放射パターン、 K は係数である。

$P_A(\theta) = P_B(\theta)$ の場合、仰角 θ を変化させた時のモノパルスアンテナ出力の振幅は、第9図(a)に示すように、 ϕ_0 を中心に左右対称に変化する。 ϕ_0 は目標に正対した時の中心仰角である。Σ、Δの2つの出力は、受信機14、15に入り、中間周波数に変換されて、それぞれ符号判定回路16、Σ振幅量子化回路17、Δ振幅量子化回路18に入る。Σ振幅量子化回路17および

Δ振幅量子化回路18に入った信号は、ビデオ成形回路21からの出力信号である成形されたビデオパルス信号の存在する時間内のみ振幅の量子化が行なわれ、仰角計算機19へ出力される。

ビデオ成形回路21は、入力中間周波の波形を検波した第2図(a)のようなビデオ入力信号に対し、或る決められたしきい値THを設定し、しきい値を超えた部分について第2図(b)のような一定振幅のビデオパルス信号を出力するものである。これによって、Σ振幅量子化回路17およびΔ振幅量子化回路18は、レーダの受信パルス信号が存在する時間内であって、かつ、信号対雑音比(以下「S/N比」という)の良好な部分を抽出して振幅量子化を行なうことになる。

符号判定回路16は、受信機14、15の出力である中間周波パルス信号の相対的位相差を判別し、正、負いずれかの符号を各パルス信号に対応して出力するものである。従って、第9図(b)に示すように、中心仰角 ϕ_0 より右側は正、左側は負というように符号を出力する。これにより、Σ、

Δ の振幅値と合わせて誤差電圧特性が形成される。以上が通常のモノパルス・レーダとしての動作である。

本装置においては、誤差電圧特性をフィールドにおいて測定するため、仰角の変化する太陽を1種の目標として利用する。しかしながら、太陽からの到来雑音は白色雑音であるため、通常的手段ではレーダの目標信号として捕捉することができない。そこで、本装置は、タイミング・パルス発生器20を付加し、切替スイッチ22をタイミング・パルス発生器20側に切り替えて、レーダのパルス受信信号の代わりに、成形されたタイミング・パルスを符号判定回路16、 Σ 振幅量子化回路17、 Δ 振幅量子化回路18に供給する。

上記タイミング・パルスは第3図(ハ)に示すような成形されたものを用いればよい。パルスの幅、数はパルス・レーダが本来1個の目標信号として取り扱い処理する範囲内に設定しておけば良い。この形成された目標信号を疑似目標信号と称する。疑似目標信号は、第3図(ハ)に示すように、PPI

そのままでは役に立たないので、その相関演算をするプログラムを仰角計算機19に付加する必要がある。ここにいう相関演算とは、仰角データの平均化のことである。例えば、レーダの1スキャンに相当する時間すなわち第3図(ハ)のPPI画面の概念図で示せば、PPI上の走査線が画面を1周する時間に1000個の疑似目標信号を注入したとすれば、仰角計算機19には1000個の太陽の仰角 θ のデータが入力される。これをすべて平均して1個の仰角 θ を算出する演算を相関演算という。

この相関演算によって、雑音成分を除去し、 S/N 改善を行ない、微弱な信号成分を取り出すことができ、太陽雑音を利用する誤差電圧特性の測定を行なうことができる。

以下、モノパルス方式において太陽雑音による $\pm \Delta/\Sigma$ 信号を平均化すれば、 S/N 比の改善ができることを数式上で証明する。図は第4図を用いる。第4図において、11、12はアンテナ、

画面の上で概念的に示すと、レーダの実際の目標信号数とは異なり、合目的な範囲内で非常に多数個注入することができる。例えば、レーダの1スキャンに相当する時間内に1000個内外の疑似目標信号を注入することは容易にできる。

このような疑似目標信号としてのタイミング・パルスの供給を受けた符号判定回路16、 Σ 振幅量子化回路17、 Δ 振幅量子化回路18は、そのタイミング・パルスの存在する時間内における太陽雑音の Σ 、 Δ の各振幅および符号を抽出して出力することになる。

仰角計算機19では、上記 Σ 、 Δ 符号の出力を取り入れて仰角計算を行なう。すなわち、仰角を ϕ とすると、

$$\phi = k \cdot (\pm \Delta / \Sigma) + \phi_0$$

ここに、 k は Δ/Σ の曲線の傾斜に合わせて定める係数、 ϕ_0 はビームの中心仰角であって第9図(ハ)に示すものをいう。

太陽雑音を抽出して取り出された上記 $\pm \Delta/\Sigma$ の信号は受信機雑音の埋もれた微弱な信号であり、

13はハイブリッド、14、15は受信機、23は Σ 系出力端子、24は Δ 系出力端子である。太陽のフラックス S をモノパルス方式で受信した時のアンテナ11、12の出力を e_a 、 e_b とすると、 Σ 信号、 Δ 信号は、ハイブリッドの作用によって、前述の(1)、(2)式により与えられる。ここに e_a 、 e_b は(3)、(4)式で示されているので、 Σ 系出力端子23での出力 s は、

$$s = K (P_A(\theta) + P_B(\theta)) \cos \omega t \quad \dots (5)$$

Δ 系出力端子24での出力 δ は、

$$\delta = K (P_A(\theta) - P_B(\theta)) \cos \omega t \quad \dots (6)$$

と表わされる。

ここで、 Σ パターンを

$$\Sigma = K (P_A(\theta) + P_B(\theta)) \quad \dots (7)$$

Δ パターンを

$$\Delta = K (P_A(\theta) - P_B(\theta)) \quad \dots (8)$$

と表わすと、(5)、(6)式はそれぞれ次のように表わされる。

$$s = \Sigma \cos \omega t \cdots \cdots (9)$$

$$\delta = \Delta \cos \omega t \cdots \cdots (10)$$

ただし、 Σ 、 Δ はスカラー量、 $\underline{\Sigma}$ 、 $\underline{\Delta}$ はベクトル量とする。

太陽雑音によって生じる s 、 δ 出力は次のように変換することができる。

$$s = \Sigma s \cos \omega(t) + n_2(t) \cdots \cdots (11)$$

$$\delta = \Delta s \cos(\omega(t) - \phi) + n_1(t) \cdots \cdots (12)$$

ただし、 Σs は太陽のフラックス S によって生じた Σ 系出力電圧のスカラー量、 Δs は太陽のフラックス S によって生じた Δ 系出力電圧のスカラー量、 $n_1(t)$ は Σ 系の出力に含まれる受信機雑音のベクトル量、 $n_2(t)$ は Δ 系の出力に含まれる受信機雑音のベクトル量、 ϕ は Σs 、 Δs 信号間の位相差である。以下の(11)、(12)式に基づく演算の過程は、文献(エス・シャレンソン著「捜索モードのモノパルス・レーダにおける角度測定精度」、航空宇宙と航行の電子工学に関するアイ・アール・イー会報、177頁、9月、1962)(S.Sharenson「Angle Estimation Accuracy with a Monopulse Rad-

ar in the Search Mode」, IRE TRANSACTION ON AEROSPACE AND NAVIGATIONAL ELECTRONICS, p.177, September, 1962)の示すところによる。ただし、簡単のために(12)式において $\phi = 0$ とする。モノパルス誤差電圧特性は次の(13)式となる。

$$V = (\Delta s + n_1 c) / (\Sigma s + n_2 c) \cdots \cdots (13)$$

(13)式を文献の示すところから展開すると、

$$V = \Delta s / \Sigma s - (\Delta s / \Sigma s) n_2 c + n_1 c / \Sigma s \cdots \cdots (14)$$

のようになる。(14)式において、第1項は直流成分、第2、第3項は動揺成分である。このように、直流成分と雑音による動揺成分とが別項となっている。従って、モノパルス誤差電圧のスカラー成分である(14)式の V は、このまま平均化すれば、動揺成分は減少し直流成分はそのまま残るので、 $\Delta s / \Sigma s$ が S/N 比を改善された状態で取り出されることが原理的に証明される。

位相検波器によって位相差を検出する動作は検出しようとする2つの信号の乗算に等価であるこ

とは周知の事実である。従って、 Σs と Δs 間の位相差は次式(15)によって取り出される。この結果を $y(t)$ とすると、(11)、(12)式の乗算で次のようになる。

$$\begin{aligned} y(t) &= (\Sigma s \cos \omega(t) + n_2(t)) \\ &\quad \times (\Delta s \cos(\omega(t) - \phi) + n_1(t)) \\ &= \Sigma s \Delta s \cos \omega(t) \cdot \cos(\omega(t) - \phi) \\ &\quad + n_2(t) \Delta s \cos(\omega(t) - \phi) + n_1(t) \Sigma s \cos \omega(t) \\ &\quad + n_1(t) n_2(t) \\ &= \Sigma s \Delta s / 2 (\cos \phi - \cos(2\omega(t) + \phi)) \\ &\quad + n_2(t) \Delta s \cos(\omega(t) - \phi) \\ &\quad + n_1(t) \Sigma s \cos \omega(t) + n_1(t) n_2(t) \end{aligned} \cdots \cdots (15)$$

(15)式の最後の式において、第1項のみ直流成分で、残る3項は雑音による動揺成分である。従って、 $y(t)$ を平均化すれば、動揺成分は減少し、直流成分である第1項は位相差を含んだまま残るので、位相差 ϕ は S/N 比が改善された状態で取り出されることが原理的に証明される。実際の平均化の計算は $\pm \Delta s / \Sigma s$ の形でまとめて行ない、その

平均化された出力に対し仰角 ϕ を計算するが、原理的には全く等価である。

上記では、まず、 V というスカラー量について証明したが、次に $\underline{\Delta s} / \underline{\Sigma s}$ のベクトル量について証明する。これは、 Δs 、 Σs 間の位相差 ϕ として(12)式で表わされているものであり、(12)式に至る過程では $\phi = 0$ として進めたものである。実際の構成においても、第1図で示すように、符号判定回路16は Σ 振幅量子化回路17、 Δ 振幅量子化回路18とは別の処理系統であるから、数式上においても別の取り扱いをしても不合理はない。

符号判定回路16の構成を第5図に示す。第5図において、31~34は位相検波器、35、36は $\pi/2$ 移相器、37、38は $1/Q$ 除算器、39、40は \tan^{-1} 演算器、41は基準信号発振器、42は符号付加器である。以上のように、回路の構成自体は公知のものであり、特殊なものは何もない。基準信号発振器41からの基準信号と Σs 、 Δs との位相差を $2\pi n$ ラジアン(n は自然数)にわたって検出するために、位相検波器2

個(31, 32又は33, 34)と $\pi/2$ 移相器(35又は36)とを組み合わせ、基準信号との位相差をI信号、Q信号とに振り分けて取り出し、 $1/Q$ の除算器(37又は38)で位相差を取り出し、 \tan^{-1} 演算器(39又は40)によって位相差のラジアン換算を行なっている。 Σ 系、 Δ 系それぞれについて基準信号との位相差が \tan^{-1} 演算器39, 40の出力に検出されるので、符号付加器42によって、 $0 \sim 180$ 度であれば正、 $-180 \sim 0$ 度であれば負を付する。

第6図に、本装置による実測データを示す。第6図において、点は実測値、実線は理論値である。正確に軌道計算のできる太陽の仰角値に対し、任意の時間間隔で $\pm \Delta/\Sigma$ (第6図(a))並びに仰角 ϕ (第6図(b))の実測データが得られる。時間間隔は任意に定めることができるが、レーダの1スキャンに相当する時間に1点のデータを得ることが実用的である。このとき注入する疑似目標信号の数を1スキャン当たり1000個とすれば、1000個の平均化により30dBのS/N向上が

できる。なお、本装置で第6図のようなデータを得るためには、第10図に示すレーダアンテナは、通常の動作態様である方位方向の連続回転を一時中断して太陽の方位に指向させ、自動または手動により方位方向の追尾を行なう必要がある。

上記実施例では、モノパルスアンテナは仰角方向への電子走査手段を持たない形で示したが、実際のレーダでは仰角方向の電子走査手段を有しており、本実施例はこの場合においても同様の効果を奏する。測定の間、電子走査を一時停止し、アンテナビームを太陽方向に対し指向すればよいからである。すなわち、第7図に示すように、本来矢印Aのように仰角方向電子走査を行なっているのを、或るビーム中心各 ϕ_i の仰角に固定し、太陽の仰角変化 $\phi_1 \sim \phi_n$ 間を利用して当該固定ビームの誤差電圧特性を測定することができる。

(発明の効果)

以上説明したように本発明は、太陽雑音を受信して得られた白色雑音をタイミング・パルスでヒット・パターン形に抽出すると共に抽出したデー

タを適宜時間蓄積して平均演算し信号対雑音比を改善することにより、太陽の仰角変化に対応した装置自体の誤差電圧特性を測定できるようにしたので、従来は極めて困難であった誤差電圧特性の測定を容易に行なうことができる効果がある。

4. 図面の簡単な説明

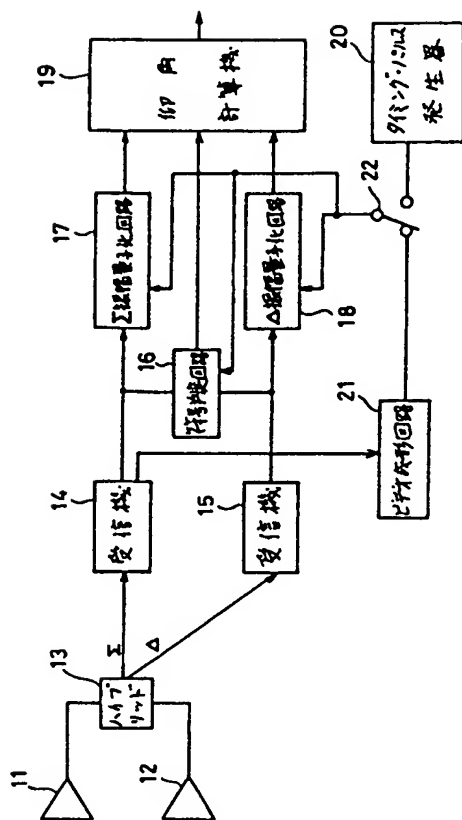
第1図は本発明に係わるパルス搜索測高レーダ装置の信号処理系の一実施例を示す系統図、第2図は第1図の装置のビデオ成形回路の動作を説明するための波形図、第3図(a)はタイミング・パルス波形を示す波形図、第3図(b)はレーダのPPI表示を示す平面図、第4図はモノパルス方式による太陽雑音の受信を示す系統図、第5図は第1図の装置の符号判定回路の構成を示す系統図、第6図は第1図の装置による実測データを示すグラフ、第7図は実測法の一例を示す説明図、第8図は従来のパルス搜索測高レーダ装置を示す系統図、第9図は一般のモノパルス方式による測角の原理を示す特性図、第10図はモノパルス方式アンテナを持つ実際のレーダアンテナの例を示す系統図で

ある。

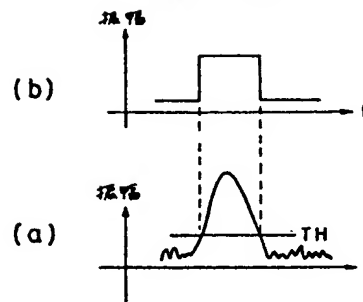
11, 12…モノパルスアンテナ、13…ハイブリッド、14, 15…受信機、16…符号判定回路、17… Σ 振幅量子化回路、18… Δ 振幅量子化回路、19…仰角計算機、20…タイミング・パルス発生器、21…ビデオ成形回路、22…切替スイッチ。

代理人 大 岩 増 雄

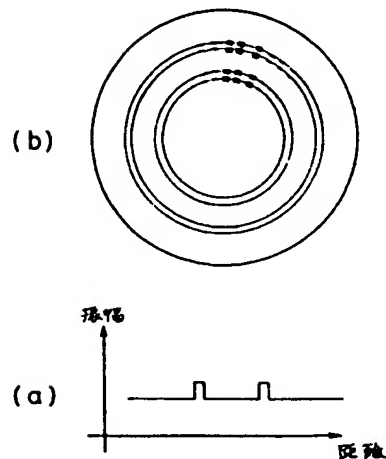
第 1 圖



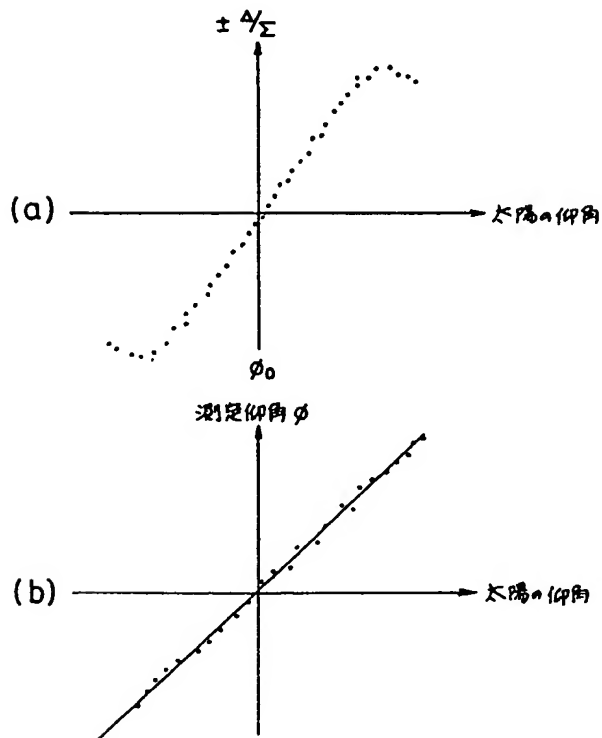
第 2 圖



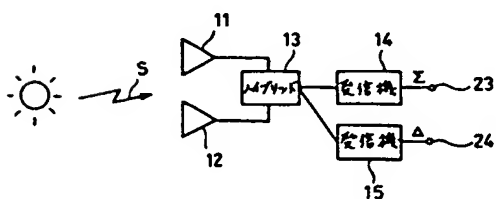
第 3 圖



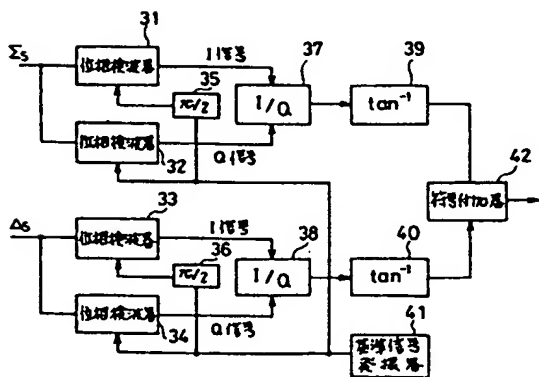
第 6 圖



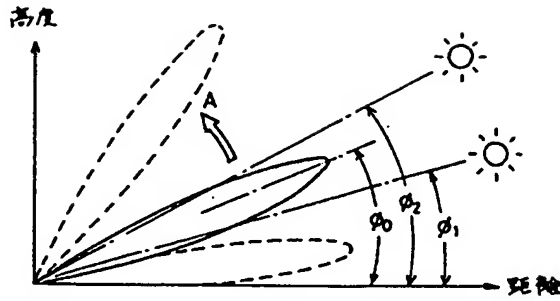
第 4 圖



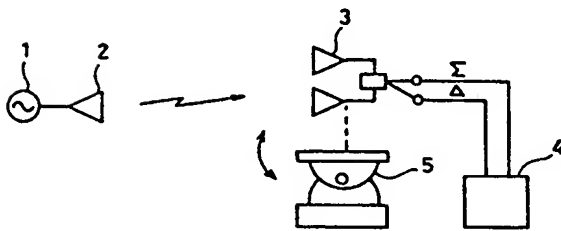
第 5 圖



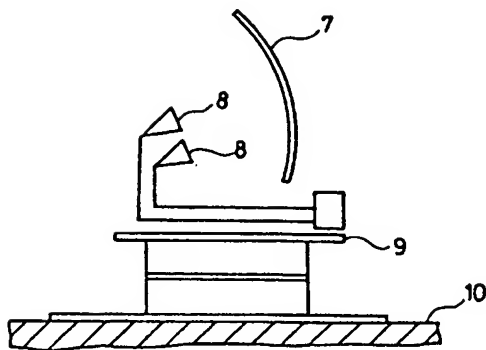
第 7 図



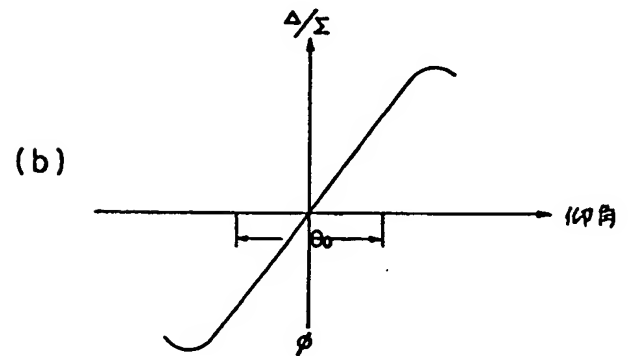
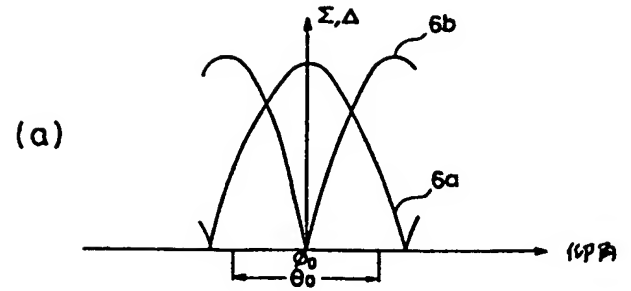
第 8 図



第 10 図



第 9 図



手続補正書(自発)

昭和 62 年 2 月 6 日

特許庁長官殿

1. 事件の表示 特願昭 61-197580号

2. 発明の名称
パルス捜索周高レーダ装置

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人
住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
名 称 (601)三菱電機株式会社
代表者 志 岐 守 哉

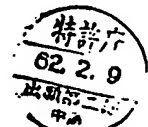
4. 代 理 人

住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
三菱電機株式会社内
氏 名 (7375)弁理士 大 岩 増 雄
(連絡先 03(213)3421特許部)

5. 補正の対象

- (1) 明細書の特許請求の範囲の欄
- (2) 明細書の発明の詳細な説明の欄

6. 補正の内容



- (1) 明細の特許請求の範囲を別紙の通り補正する。
- (2) 明細書5頁8行の「切替スイッチと、」を「切替スイッチとを設け、」と補正する。
- (3) 明細書5頁12行～13行の「比を改 する仰角計算機とを設けるようにしたものである。」を「比を改善し、以て太陽の仰角変化に対応した誤差電圧を測定できるようにしたものである。」と補正する。
- (4) 明細書6頁15行の「改善するためのプログラム」を「改善するための相関演算プログラム」と補正する。
- (5) 明細書9頁9行の「 θ は仰角」を「 θ は角度」と補正する。
- (6) 明細書9頁13行の「仰角 θ 」を「角度 θ 」と補正する。
- (7) 明細書9頁15行の「 ϕ 。」を「 θ 。」と補正する。
- (8) 明細書9頁16行の「 ϕ 。」を「 θ 。」と補正する。
- (9) 明細書9頁16行の「中心仰角」を「中心角度」と補正する。

- 04 明細 10頁19行の「中心仰角 ϕ 。」を「中心角度 θ 。」と補正する。
- 05 明細 12頁17行～18行の「中心仰角であって第9図(b)に示すものをいう。」を「中心仰角である。」と補正する。
- 06 明細書12頁20行の「受信機雑音の」を「受信機雑音に」と補正する。

以 上

特許請求の範囲

2系列のアンテナからの出力信号を入力して和信号と差信号とを出力する差／和演算手段と、前記和信号と差信号を入力しこれらの信号を量子化する量子化手段と、前記和信号と差信号の量子化手段からの出力を制御するビデオパルス信号を出力するビデオ成形回路と、前記和信号と差信号とにより誤差電圧を出力する手段と、前記誤差電圧から目標の仰角計算を行なう仰角計算機とを有するパルス搜索測高レーダ装置において、航空機目標と同様のヒット・パターンの形状を持つタイミング・パルスを発生するタイミング・パルス発生器と、前記タイミング・パルスとビデオパルス信号とを切り替える切替スイッチとを備え、前記仰角計算機は、前記タイミング・パルスで白色雑音をヒット・パターン形に抽出すると共に抽出したデータを適宜時間蓄積して平均演算することにより受信機雑音を除去して信号対雑音比を改善する相関演算機能を有し、太陽雑音を受信して得られる白色雑音状の和信号と差信号を処理可能にして、

太陽の仰角変化に対応した装置自体の誤差電圧特性の測定を可能ならしめたことを特徴とするパルス搜索測高レーダ装置。

以 上